

REFLECTARRAY PARA ESTACIÓN BASE LMDS BASADO EN PARCHES ACOPLADOS POR APERTURA

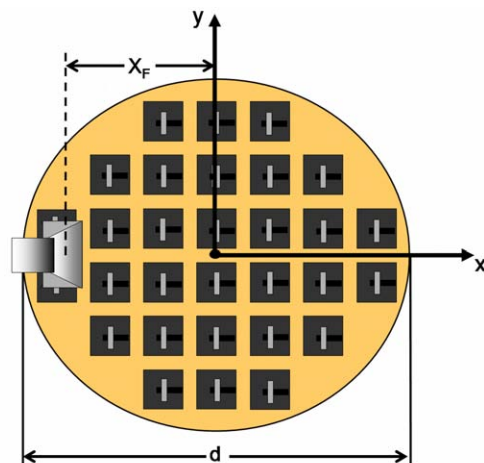
Eduardo Carrasco, Manuel Arrebola, José A. Encinar, Mariano Barba
carrasco@etc.upm.es, arrebola@etc.upm.es, encinar@etc.upm.es, mbarba@etc.upm.es
Dpto. de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos, Universidad Politécnica de Madrid
Ciudad Universitaria s/n, 28040 Madrid

Abstract- A shaped-beam reflectarray based on aperture-coupled elements is demonstrated as central station antenna for Local Multipoint Distribution System (LMDS) in the 10.10-10.70 GHz band. The antenna must cover a 60° sector in azimuth with a squared cosecant pattern in elevation. The design process consists of two steps. First, a phase-only pattern synthesis technique is applied to obtain the required phase-shift distribution on the reflectarray surface which generates the shaped pattern. The second stage consists of determining the length of the delay lines, aperture-coupled to the squared patches, in order to achieve the phase distribution synthesized in the previous step. A reflectarray antenna has been designed for vertical (V) polarization. A breadboard has been manufactured and tested in an anechoic chamber, showing a good agreement between theoretical and measured radiation patterns.

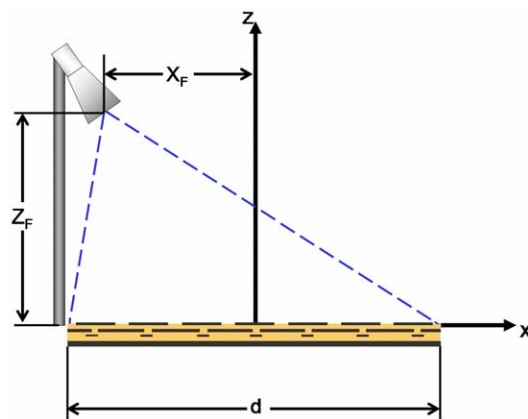
I. INTRODUCCIÓN

El sistema LMDS (Local Multipoint Distribution System) es una tecnología de acceso inalámbrico de banda ancha, punto a multipunto, que ofrece conexiones de microondas en lugares donde las redes basadas en cable o fibra óptica son caras o poco eficientes debido principalmente a las condiciones geográficas y el bajo potencial de clientes. El Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI) ha definido los diagramas de radiación que deben cumplir las antenas en las estaciones base LMDS, especificando un diagrama tipo cosecante al cuadrado para el plano de elevación y cubriendo un determinado sector en el plano de azimut [1]. Por otro lado, la Conferencia Europea de Administraciones Postales y de Telecomunicaciones (CEPT) ha definido las bandas 10.15 – 10.30 GHz y 10.50 – 10.65 GHz para sistemas fijos, incluyendo los sistemas punto a multipunto [2].

Una antena reflectarray consiste en una superficie reflectora, generalmente plana, que se ilumina mediante una bocina como se muestra en la Fig. 1. Dicha superficie está formada por un array de elementos radiantes que introducen determinada fase en el campo reflejado con el fin de generar un haz pincel o conformado. La fabricación no requiere el uso de moldes como en el caso de los reflectores parabólicos, por lo que los costos de producción son los mismos para generar un haz pincel que para generar un haz conformado. Las antenas reflectarray basadas en parches rectangulares de tamaño variable han sido utilizadas para producir haces tipo pincel o para conformar el haz en aplicaciones de Espacio [3] y LMDS [4], mientras que las basadas en parches rectangulares acoplados por apertura a líneas de retardo solo se han utilizado para generar haces tipo pincel [5]. Este último tipo de elemento ofrece la posibilidad de incluir dispositivos de control que permiten reconfigurar el haz mediante el uso de diodos PIN [6] o conmutadores MEMS [7].



(a)



(b)

Fig. 1. Esquema general de una antena reflectarray con parches acoplados por apertura (a) vista superior, (b) vista lateral.

En esta contribución, se presenta el diseño, construcción y medida de un reflectarray de haz conformado para una estación base LMDS en la banda 10.10 – 10.70 GHz, utilizando parches cuadrados acoplados por apertura a líneas de retardo y cumpliendo con las especificaciones ETSI.

II. DISEÑO DE LA ANTENA

El diseño de una antena reflectarray de haz conformado se divide en dos etapas [8]. En un primer paso, se sintetiza la distribución de fase sobre la superficie del reflectarray. En un

segundo paso, se ajusta la longitud de las líneas de retardo de cada elemento para implementar dicha distribución de fase. De acuerdo con las recomendaciones ETSI, el diagrama de radiación debe ser tipo cosecante cuadrado en elevación y sectorial en azimut. Dicho sector no está impuesto y puede variar entre 15° y 180° , fijándose para este diseño un sector de 60° . Se ha elegido una antena circular con un diámetro de 412.5 mm y un periodo de 16.5 mm. El alimentador se encuentra en la posición $X_F = -175$ mm, $Y_F = 0$ mm y $Z_F = 390$ mm. Se ha utilizado una bocina comercial Narda-640 para alimentar el reflectarray, modelándose su campo lejano como una función $\cos^4(\theta)$, lo que permite obtener los niveles de iluminación en la superficie del reflectarray de una forma sencilla.

A. Síntesis solo fase

Las máscaras de ganancias mínima y máxima para los planos principales se muestran en la Fig 2. La diferencia entre el mínimo y el máximo se ha fijado a 2 dB y el ángulo de inclinación a 11° . La máscara tridimensional de mínima y máxima ganancia se obtiene mediante la combinación de ambas. Debido a que la amplitud del campo en la superficie del reflectarray está impuesta por el diagrama del alimentador, el único grado de libertad para conformar el haz es la fase introducida por cada elemento, por lo que se aplica una técnica de síntesis solo fase. Las distribuciones de fase unidimensionales para la cosecante cuadrado y el sector se obtienen de manera independiente mediante una técnica analítica solo fase [9] combinándose para producir una distribución de fase bidimensional que se utiliza como punto de inicio en la síntesis del diagrama de radiación bidimensional mediante una técnica basada en el *Intersection Approach* [10]. La distribución de fase sintetizada se muestra en la Fig. 3.

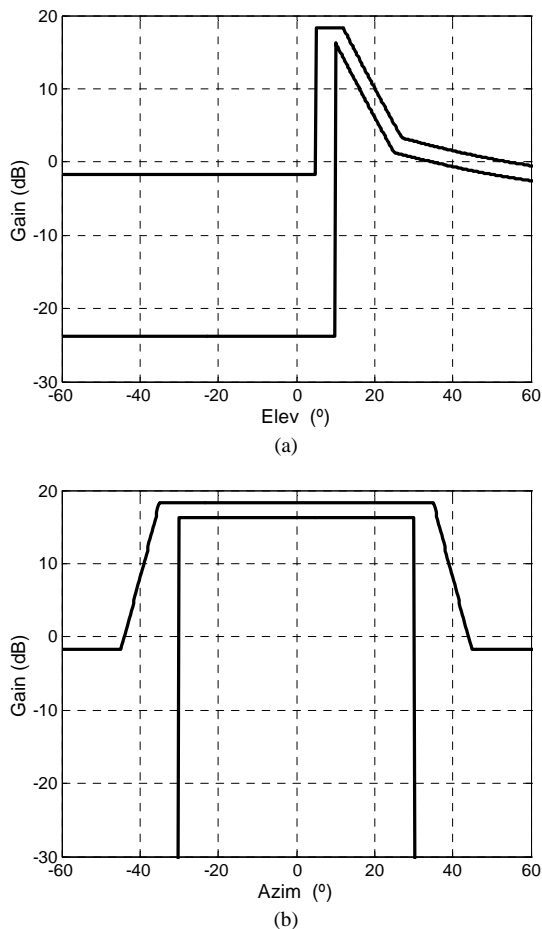


Fig. 2. Máscaras para ganancia mínima y máxima (a) plano de elevación ($\varphi=0$) (b) plano de azimut ($\varphi=90^\circ$).

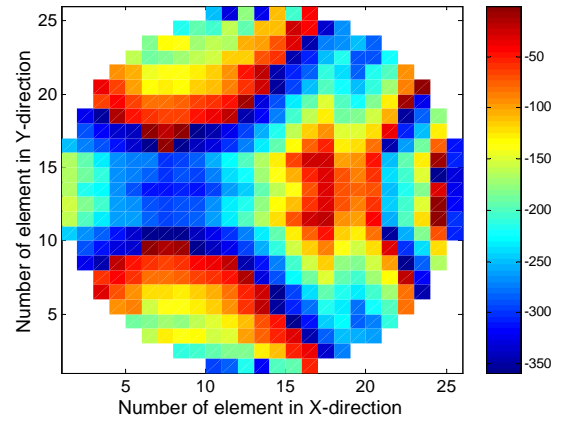


Fig. 3. Distribución de fase sintetizada para el coeficiente de reflexión.

B. Implementación de las líneas de retardo

La segunda etapa del proceso de diseño consiste en ajustar la longitud de las líneas de retardo del elemento radiante mostrado en la Fig. 4 con el fin de producir la distribución de fase previamente sintetizada. El elemento consiste en un parche cuadrado de dimensiones fijas acoplado a través de una apertura rectangular, también de dimensiones fijas, a una línea de retardo de longitud variable. Las características de los sustratos dieléctricos y las metalizaciones del elemento se muestran en la Tabla I. Se han utilizado dieléctricos comerciales, tipo ARLON para las capas d2 y d4 y Rohacell® HF51 para la capa d3, y espacio con separadores en la capa d1. La longitud de la línea se ajusta en cada elemento mediante un proceso iterativo que llama a una rutina de análisis, tomando en consideración el ángulo de incidencia de la onda localmente plana que proviene desde el alimentador. La rutina de análisis está basada en el Método de Momentos en el dominio espectral y asume entorno periódico local. Esta técnica es bastante precisa, ya que tanto los parches como las aperturas son iguales para todos los elementos y el único parámetro que varía es la longitud de las líneas de retardo. La respuesta en fase del elemento del reflectarray puede ser lineal si se ajustan debidamente sus parámetros geométricos.

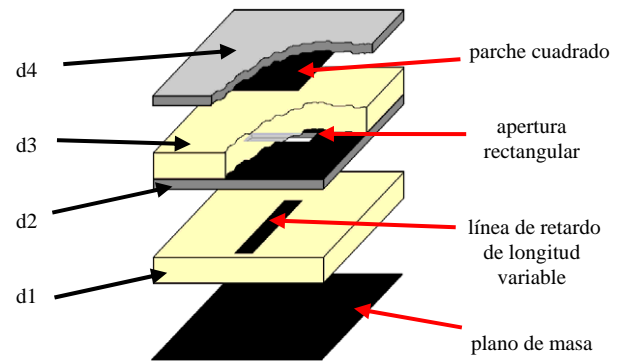


Fig. 4. Elemento de desfase basado en parches acoplados por apertura a líneas de retardo.

Capa	X (mm)	Y (mm)	
Línea	1.00	1.5+variable	
Apertura	7.00	1.00	
Parche	9.30	9.30	
Periodo	16.5	16.5	
Dieléctricos	Espesor (mm)	ϵ_r	$\tan \delta$
1	7.200	1.000	0.0000
2	0.508	3.380	0.0050
3	2.000	1.067	0.0002
4	0.508	3.380	0.0050

Tabla I

La Fig. 5 muestra la fase y amplitud del coeficiente de reflexión calculado en la superficie del elemento del reflectarray en función de la longitud de la línea de retardo, a frecuencia central y frecuencias extremas, para incidencia normal. Como puede apreciarse, la pendiente de la curva de fases es bastante lineal y debido a la presencia del plano de masa la amplitud representa las pérdidas óhmicas que se incrementan conforme la línea se hace más larga.

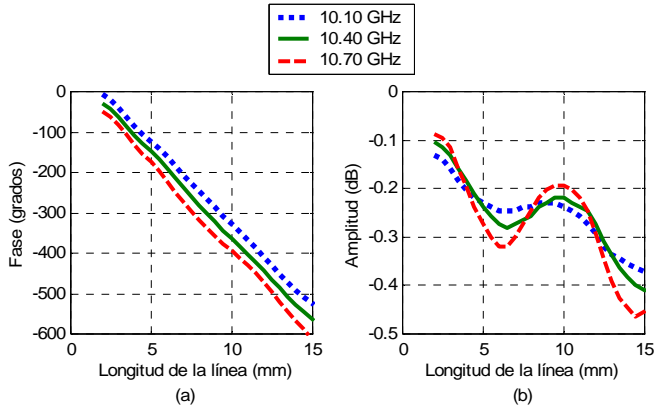


Fig. 5. Coeficiente de reflexión en función de la longitud de línea para el elemento del reflectarray. (a) Fase, (b) amplitud.

Se ha diseñado un reflectarray para polarización lineal. Considerando que el alimentador se coloca con un off-set de -175 mm sobre el eje X y las líneas de retardo están también orientadas sobre dicho eje, la polarización es vertical. Las líneas de retardo que generan la distribución de fase sintetizada de la Fig. 3 presentan errores de fase menores que 10° para todos los elementos. La Fig. 6 muestra la máscara de fotograbado correspondiente a la capa de líneas de retardo. Puede apreciarse que la longitud de las líneas es proporcional a la fase necesaria en cada elemento del reflectarray.

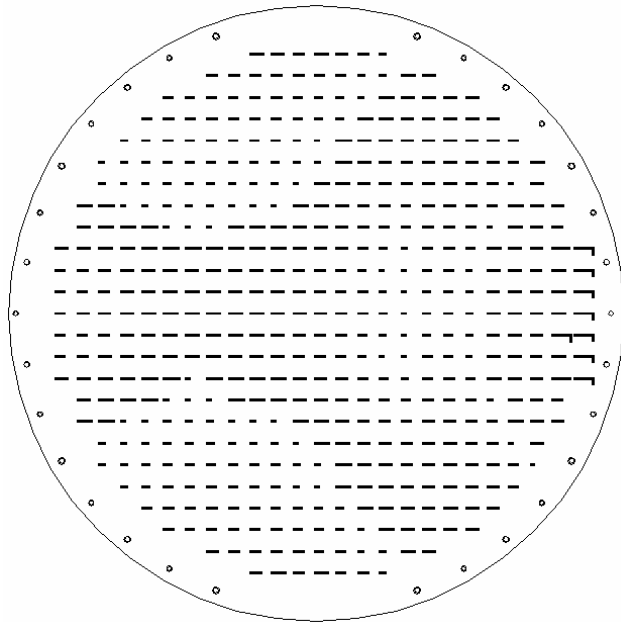


Fig. 6. Máscara de fotograbado para la capa de líneas de retardo.

III. RESULTADOS

Con el fin de validar el diseño se ha construido y medido en cámara anecoica el prototipo mostrado en la Fig. 7. La Fig. 8 muestra la comparación entre los diagramas de radiación en ganancia calculados y los correspondientes a las medidas a 10.40 GHz, para el plano de elevación y azimut, respectivamente. Aunque el haz principal medido es prácticamente igual al teórico en el plano de elevación, dos lóbulos secundarios aparecen a 2° y 19° . En el plano de azimut, el sector de 60° se cubre totalmente, con un rizado de 1 dB respecto a la condición de mínimo y máximo impuesta por la Fig. 2. Diagramas similares se obtienen para las frecuencias extremas, tal y como se aprecia en la Fig. 9.

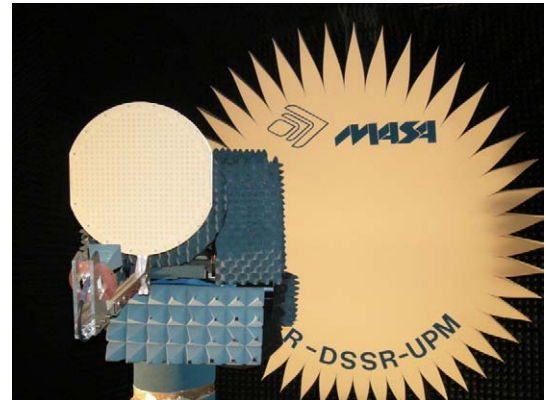


Fig. 7. Vista del prototipo construido en la cámara anecoica.

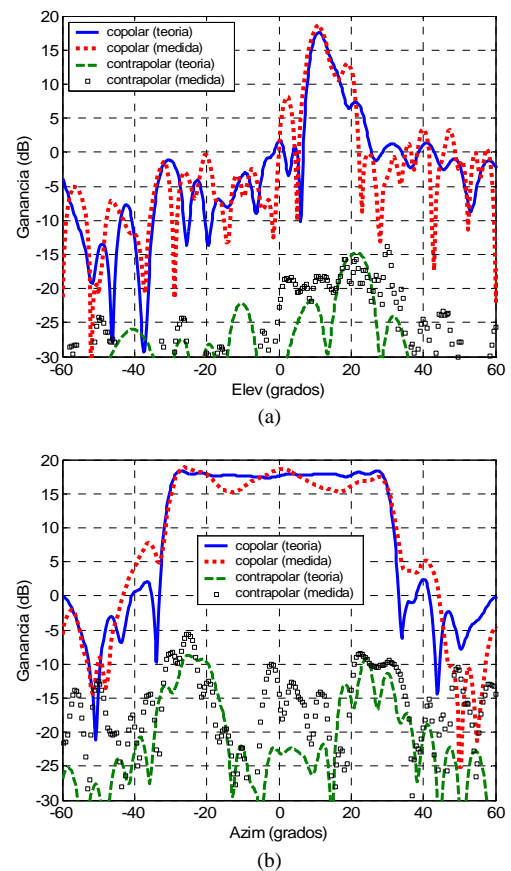


Fig. 8. Comparación entre los diagramas de radiación teóricos y medidos a frecuencia central. (a) Plano de elevación, (b) plano de azimut.

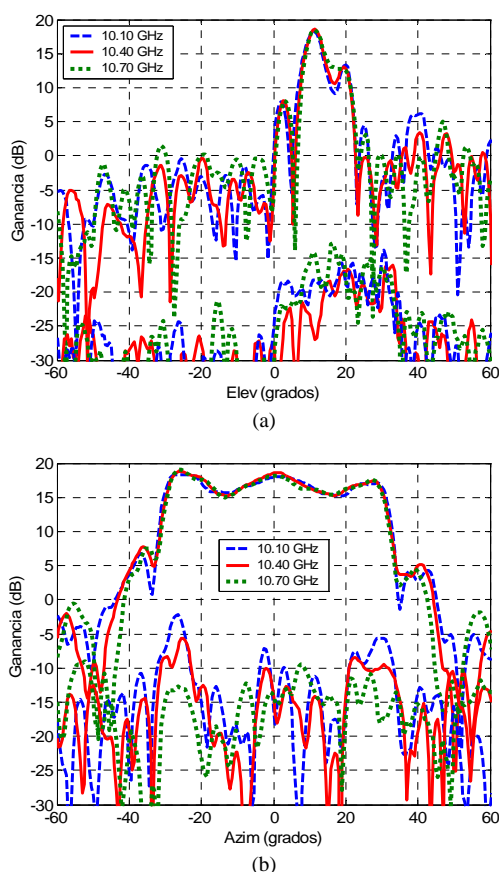


Fig. 9. Diagramas de radiación medidos en la banda 10.10 – 10.70 GHz.

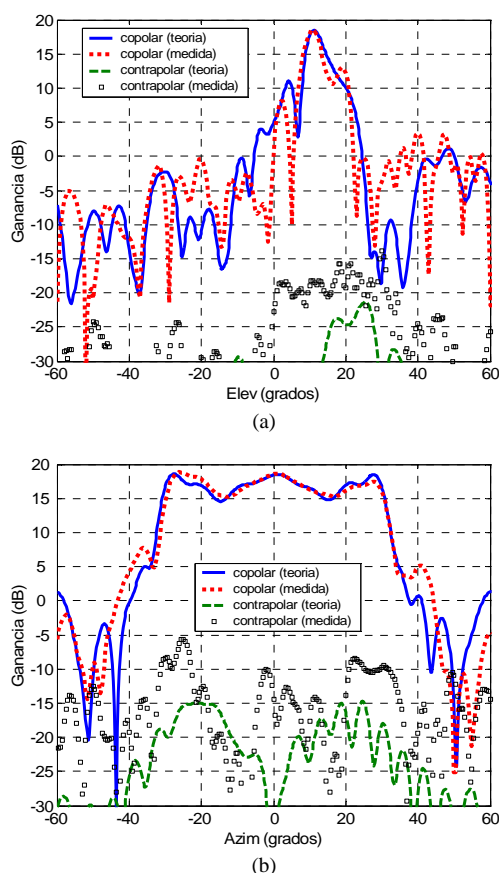


Fig. 10. Comparación entre los diagramas de radiación teóricos y medidos a frecuencia central considerando variaciones en el espesor del Rohacell.
(a) Plano de elevación, (b) plano de azimut.

Debido a que las estructuras acopladas por apertura son muy sensibles a variaciones de espesor en los sustratos, las pequeñas discrepancias entre los diagramas teóricos y los medidos son producidos por las tolerancias en espesor del Rohacell® HF51. De acuerdo con las especificaciones del fabricante, el material presenta variaciones de ± 0.2 mm respecto al valor nominal. Estas variaciones han sido cuantificadas con un calibre tipo Vernier concluyendo que la capa d3 de la antenna presenta un espesor promedio de 2.2 mm. Considerando estas variaciones se han recalculado los diagramas de radiación a 10.40 GHz obteniéndose resultados más acordes a los medidos en la cámara anecoica. La comparación entre los nuevos diagramas teóricos y los medidos se muestran en la Fig. 10. En los cálculos se ha considerado una variación uniforme del espesor de la capa d3, sin embargo en la realidad la variación no es homogénea debido a pequeñas curvaturas en las capas de ARLON (d2 y d4).

IV. CONCLUSIONES

Se ha diseñado, construido y medido un reflectarray para estación base LMDS que cubre un sector de 60° en azimut y con forma de cosecante al cuadrado en elevación, para la banda de 10.40 GHz. El reflectarray está basado en parches acoplados por apertura a líneas de retardo. Se ha demostrado que las pequeñas diferencias entre los diagramas teóricos y los diagramas medidos en la cámara anecoica se deben principalmente a la variación de espesor en el Rohacell.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado parcialmente por el Ministerio de Ciencia y Tecnología de España, mediante el proyecto MEC TEC 2004-02155 y por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología de México (CONACYT).

REFERENCES

- [1] ETSI EN 302 085 v1.2.3, "European Standard (Telecommunication series), Fixed Radio Systems; Point-to-Multipoint Antennas; Antennas for point-to-multipoint fixed radio systems in the 3 GHz to 11 GHz band". Sep. 2005.
- [2] CEPT/ERC/REC 12-05 E: "Harmonised Radio Frequency Channel Arrangements for Digital Terrestrial Fixed Systems Operating in the Band 10.0 – 10.68 GHz", Rome 1996, revised June 2007.
- [3] J. A. Encinar, K. Sh. Datashvili, J. A. Zornoza, M. Arrebola, M. Sierra-Castañer, J. L. Besada-Sanmartin, H. Baier, H. Legay, "Dual-Polarization Dual-Coverage Reflectarray for Space Applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 2827-2837, Oct. 2006.
- [4] M. Arrebola, J. A. Encinar, Y. Alvarez, F. Las-Heras, "Design and evaluation of a three-beam LMDS central station antenna using reflectarrays", *Electrotechnical Conference 2006, MELECOM*, pp. 328-331, 16-19 May 2006.
- [5] M. E. Bialkowski, H. J. Song, "Dual linearly polarized reflectarray using aperture coupled microstrip patches", *Antennas and Propagation Society Intl. Symp.*, pp. 486-489, July 2001.
- [6] M. Barba, E. Carrasco, J.E. Page and J. A. Encinar, "Electronic controllable reflectarray elements in X band", *Frequenz, Journal of RF-Engineering and Telecommunications*, Vol. 61, Sept-Oct. 2007, pp. 203-206.
- [7] B. Mencagli, R. Vincenti, L. Marcaccioli and R. Sorrentino, "Design of large mm-wave beam-scanning reflectarrays", *35th Europ. Microwave Conf.*, Paris, France, Oct. 2005.
- [8] M. Arrebola, J. A. Encinar, Y. Álvarez, F. Las-Heras, W. Menzel, "Design of a reflectarray with three shaped beams using the near-field radiated by the feeds", *1st European Conference on Antennas and Propag.*, Nice, France, Nov. 2006.
- [9] A. Chakraborty, B. N. Das and G. S. Sanyal, "Beam shaping using nonlinear phase distribution in a uniformly spaced array", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 1031-1034, Sept. 1982.
- [10] O. M. Bucci, et. al., "Intersection approach to array pattern synthesis", *Microwaves, Antennas and Propagation IEE Proceedings*, Vol. 137, No. 6, pp. 349-357, December 1990.